

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-56195

(43) 公開日 平成9年(1997)2月25日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 P 7/63	3 0 2		H 0 2 P 7/63	3 0 2 D
				3 0 2 K
H 0 2 M 7/48		9181-5H	H 0 2 M 7/48	W

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平8-14287

(22) 出願日 平成8年(1996)1月30日

(31) 優先権主張番号 特願平7-142224

(32) 優先日 平7(1995)6月8日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000004260

株式会社デンソー

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72) 発明者 藤田 浩

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 日本電

装株式会社内

(72) 発明者 大林 和良

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 日本電

装株式会社内

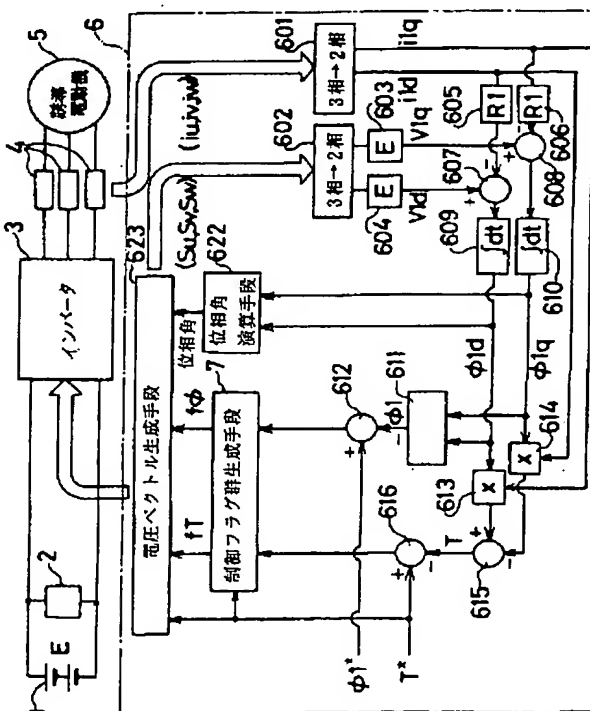
(74) 代理人 弁理士 石黒 健二

(54) 【発明の名称】 インバータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】 簡単な構成によって小型で磁気雑音やトルク変動の少ない装置。

【解決手段】 検出した誘導電動機5の一次端子電圧と一次電流とから、一次磁束ベクトルと瞬時トルク値とを演算し、一次磁束指令値と一次磁束ベクトルとの偏差、トルク指令値と瞬時トルク値との偏差及び一次磁束ベクトルの位相角に基づいて電圧ベクトルをPWMインバータ3へ出力する電圧ベクトル生成手段623の前段に、電圧ベクトルの遷移を制御する制御フラグ群生成手段7を設けて、一次磁束ベクトルと瞬時トルク値の各演算周期と関係なく、PWMインバータ3のスイッチング周波数を所望の周波数に制御する。PWMインバータ3のスイッチング周波数を制御できるため、スイッチング周波数の上限を制限することによりPWMインバータ3の発熱を抑制でき、冷却装置が小型になる。スイッチング周波数の下限を制限することにより、磁気雑音やトルク変動を抑制できる。



BEST AVAILABLE COPY

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 インバータを用いて運転される多相誘導電動機のスレータに発生させる一次磁束とこの多相誘導電動機に発生させるトルクをそれぞれ一次磁束指令値とトルク指令値により制御する装置であって、

前記多相誘導電動機に印加される一次端子電圧を検出する電圧検出手段と、

前記多相誘導電動機に流れる一次電流を検出する電流検出手段と、

前記一次端子電圧と前記一次電流から一次磁束ベクトルを演算する磁束ベクトル演算手段と、

前記一次端子電圧と前記一次電流から瞬時トルク値を演算するトルク演算手段と、

前記一次磁束指令値と前記一次磁束ベクトルとの偏差および前記トルク指令値と前記瞬時トルク値とのトルク偏差および前記一次磁束ベクトルの位相角に基づき前記インバータより出力する電圧ベクトルを生成する電圧ベクトル生成手段とを備えたインバータ制御装置において、前記電圧ベクトル生成手段により生成された前記電圧ベクトルの遷移を制御する電圧ベクトル制御手段を備えたことを特徴とするインバータ制御装置。

【請求項 2】 前記電圧ベクトル制御手段は、前記電圧ベクトルの変更を所定の期間制限する制限手段を備えたことを特徴とする請求項 1 記載のインバータ制御装置。

【請求項 3】 前記電圧ベクトル制御手段は、前記電圧ベクトルを任意の時間間隔で異なる電圧ベクトルに操作する操作手段を備えたことを特徴とする請求項 1 記載のインバータ制御装置。

【請求項 4】 インバータを用いて運転される多相誘導電動機のスレータに発生させる一次磁束とこの多相誘導電動機に発生させるトルクをそれぞれ一次磁束指令値とトルク指令値により制御する装置であって、

前記多相誘導電動機に印加される一次電圧と前記多相誘導電動機に流れる一次電流から一次磁束ベクトルを演算する磁束ベクトル演算手段と、

前記一次磁束ベクトルと前記一次電流から瞬時トルク値を演算するトルク演算手段と、

前記一次磁束指令値と前記一次磁束ベクトルの大きさとの一次磁束偏差を演算する一次磁束偏差演算手段と、

前記トルク指令値と前記瞬時トルク値とのトルク偏差を演算するトルク偏差演算手段と、

前記一次磁束ベクトルの位相角を演算する位相角演算手段と、

前記一次磁束偏差から前記一次磁束ベクトルの大きさの増加／減少を指令する制御フラグおよび前記トルク偏差から前記瞬時トルク値の増加／減少／現状保持を指令する制御フラグ群生成手段と、

前記位相角および前記制御フラグからインバータに出力する電圧ベクトルを生成する電圧ベクトル生成手段とを備えたインバータ制御装置において、

前記制御フラグ群生成手段は、所定の時間でオンオフを繰り返すパルスを生成するパルス生成手段を備え、このパルスにより前記制御フラグを決定し、前記パルスのオン時間とオフ時間の割合が前記一次磁束偏差または前記トルク偏差の少なくともいずれかの偏差に対応した割合であることを特徴とするインバータ制御装置。

【請求項 5】 インバータを用いて運転される多相誘導電動機のスレータに発生させる一次磁束とこの多相誘導電動機に発生させるトルクをそれぞれ一次磁束指令値とトルク指令値により制御する装置であって、

前記多相誘導電動機に印加される一次電圧と前記多相誘導電動機に流れる一次電流から一次磁束ベクトルを演算する磁束ベクトル演算手段と、

前記一次磁束ベクトルと前記一次電流から瞬時トルク値を演算するトルク演算手段と、

前記一次磁束指令値と前記一次磁束ベクトルの大きさとの一次磁束偏差を演算する一次磁束偏差演算手段と、

前記トルク指令値と前記瞬時トルク値とのトルク偏差を演算するトルク偏差演算手段と、

前記一次磁束ベクトルの位相角を演算する位相角演算手段と、

前記一次磁束偏差から前記一次磁束ベクトルの大きさの増加／減少を指令する制御フラグおよび前記トルク偏差から前記瞬時トルク値の増加／減少／現状保持を指令する制御フラグ群生成手段と、

前記位相角および前記制御フラグからインバータに出力する電圧ベクトルを生成する電圧ベクトル生成手段とを備えたインバータ制御装置において、

所定の時間が経過するごとに、前記制御フラグを前記所定の時間より短い時間異なる値に変更する変更手段を備えたことを特徴とするインバータ制御装置。

【請求項 6】 前記制御フラグ群生成手段は、前記所定の時間が経過するごとに、前記多相誘導電動機の線間電圧をすべてゼロとするゼロ電圧ベクトルを指令する制御フラグを出力することを特徴とする請求項 4 または 5 記載のインバータ制御装置。

【請求項 7】 前記パルス生成手段は、所定の振幅で交互に増加と減少を繰り返す変調波を発生する変調波発生手段を備え、この変調波によりトルク偏差または一次磁束偏差をパルス幅変調するパルス幅変調手段を備えたことを特徴とする請求項 4 または 6 記載のインバータ制御装置。

【請求項 8】 前記制御フラグ群生成手段は、前記一次磁束偏差または前記トルク偏差を比例または比例積分増幅し補償信号を出力する補償手段を備えたことを特徴とする請求項 4、6、7 のいずれかに記載のインバータ制御装置。

【請求項 9】 前記制御フラグ群生成手段は、前記一次磁束偏差または前記トルク偏差または前記補償信号を所定の値に制限するリミッタ手段を備えたことを特徴とす

る請求項4または6から8のいずれかに記載のインバータ制御装置。

【請求項10】 前記制御フラグ生成手段は、前記トルク指令値または前記トルク偏差に基づき前記偏差または前記補償信号または前記変調波のいずれか一つの符号を操作する符号操作手段を備えたことを特徴とする請求項4または6から9のいずれかに記載のインバータ制御装置。

【請求項11】 前記インバータ制御装置は、前記パルスのオン時間とオフ時間の割合または制御フラグを異なる値に変更した時間に基づいて前記一次電圧を補正する電圧補正手段を備えたことを特徴とする請求項4から10のいずれかに記載のインバータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、PWMインバータの電圧ベクトルを制御して誘導電動機のトルク制御を行う方法に関するもので、インバータのスイッチング周波数を所望の帯域に操作して電動機磁気雑音の少ない運転が可能なインバータ制御装置に関すると共に、トルク応答性の良いインバータ制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、誘導電動機を高速にトルク制御する方式として、電気学会論文誌Bの106巻1号第9ページの「瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機の新高速トルク制御法」で提案されている。図17は、前記論文に記載されたトルク制御法のブロック線図を示したものである。このブロック線図で、1はバッテリー、2はバッテリー1の電圧検出器、3はPWMインバータでトランジスタなどのスイッチング素子とダイオードとをそれぞれ逆並列接続してなる6つのアームから構成されており、3個の切り替えスイッチとして表すことができる。4は電流検出器、5は3相の誘導電動機、6はインバータ制御回路である。

【0003】インバータ制御回路6において、601は電流検出器4により検出された3相電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の一次電流ベクトルを $d$ 、 $q$ の2軸成分 $i_{1d}$ 、 $i_{1q}$ に変換するブロック、602はインバータ制御回路3内のスイッチング状態( $S_u$ 、 $S_v$ 、 $S_w$ )から一次端子電圧の単位ベクトルを算出するブロック、603、604はその単位ベクトルに電圧検出器2で検出したバッテリー電圧を乗じて一次端子電圧ベクトルの各軸成分 $V_{1d}$ 、 $V_{1q}$ を算出するブロックである。605、606は、3相電流の一次電流ベクトルの2軸成分 $i_{1d}$ 、 $i_{1q}$ に誘導電動機5の一次巻線抵抗値 $R_1$ を乗じて電圧値を算出するブロック、607、608はブロック603、604による一次端子電圧の各軸成分 $V_{1d}$ 、 $V_{1q}$ からブロック605、606による各電圧値を減算するブロック、609、610はブロック607、608の電圧値を積分演算することにより一次磁束ベクトル

の各軸成分 $\phi_{1d}$ 、 $\phi_{1q}$ を算出するブロックである。

【0004】611は一次磁束ベクトルの各軸成分 $\phi_{1d}$ 、 $\phi_{1q}$ から一次磁束ベクトルの長さ $\phi_1$ を算出するブロック、612は一次磁束指令値 $\phi_1^*$ から一次磁束ベクトルの長さ $\phi_1$ を減算して一次磁束偏差 $\Delta\phi$ を求めるブロック、613、614はブロック601による一次電流ベクトルの2軸成分 $i_{1d}$ 、 $i_{1q}$ とブロック609、610による一次磁束ベクトルの各軸成分 $\phi_{1d}$ 、 $\phi_{1q}$ との積を演算して瞬時トルク $T$ の各軸成分を求めるブロック、615はブロック613、614による各軸成分から瞬時トルク $T$ を求めるブロック、616はトルク指令値 $T^*$ から瞬時トルク $T$ を減算してトルク偏差 $\Delta T$ を求めるブロックである。

【0005】620は、3値ヒステリシスコンパレータで、ブロック616で求めたトルク偏差 $\Delta T$ に応じて、一次磁束ベクトルと電動機電流のベクトル積として演算された瞬時トルク $T$ とトルク指令値 $T^*$ とのトルク偏差 $\Delta T$ が所定の範囲に収まっている場合にはトルクの現状保持指令を表し、所定の範囲を越えている場合には増減指令を表すトルクフラグ $f_T$ を生成する。621は、2値ヒステリシスコンパレータで、ブロック612で求めた一次磁束偏差 $\Delta\phi$ に応じて、ブロック611で演算した一次磁束ベクトルの長さ $\phi_1$ が一次磁束指令値 $\phi_1^*$ に対して大きい場合には一次磁束の減少指令を表し、小さい場合には一次磁束の増加指令を表す一次磁束フラグ $f_\phi$ を生成する。622は、ベクトル位相判定ブロックで、一次磁束ベクトルの位相角 $\theta$ が、図18に示すように、 $d$ 軸を基準として時計方向の $30^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $150^\circ$ 、 $210^\circ$ 、 $270^\circ$ 、 $330^\circ$ の $60^\circ$ 毎に仕切られた6つの領域①～⑥のどの領域に属するかを判定し、その属する領域に応じた位相フラグ $f_\theta$ を発生する。

【0006】623はROMにより構成されたスイッチングテーブルで、トルク応答を最適化した電圧ベクトルを記憶している。ここでは、表1に示す8通りのパターンが記憶されており、トルクフラグ $f_T$ 、一次磁束フラグ $f_\phi$ 、位相フラグ $f_\theta$ が与えられると、これらのフラグに対応した最適の電圧ベクトルに相当するPWMインバータ3のスイッチングパターンを出力する。なお、表1における各数値は、図19に数値で示した各電圧ベクトルの方向を示す。

【0007】

【表1】

f $\phi$	f T	f $\theta$					
		①	②	③	④	⑤	⑥
1	1	2	3	4	5	6	1
	0	7	0	7	0	7	0
	-1	6	1	2	3	4	5
-1	1	3	4	5	6	1	2
	0	0	7	0	7	0	7
	-1	5	6	1	2	3	4

【0008】以上の構成により、インバータ制御回路6は、スイッチングテーブル623が出力する電圧ベクトルとバッテリー電圧と電動機電流および電動機一次巻線抵抗値を用いて一次磁束ベクトルが演算され、それに応じたスイッチングパターンを時々刻々決定してPWMインバータ3に出力する。一方、実公平6-26079号公報では、与えられたトルク指令値に対して所定の誤差内でトルクが追従するように一次磁束ベクトルの位相の進行、停止を生成するヒステリシスコンパレータのヒステリシス値よりも低いトルク指令値が与えられた場合に、トルク指令値をヒステリシス値に等しい振幅のオンオフパルス列に変換する手段を上記の構成に設けて、電動機の起動や変速の衝撃を低下させている。

#### 【0009】

【発明が解決しようとする課題】このように、上述の従来技術は、予めROMに記憶された電圧ベクトルを時々刻々の制御フラグ（トルクフラグfT、一次磁束フラグf $\phi$ 、位相フラグf $\theta$ ）に応じて読み出す方式であり、PWMインバータのスイッチングの時間間隔は、各ブロックにおける演算の結果として現れるものであるため、電圧ベクトルが次の状態に移移するまでの時間間隔が不定となり、PWMインバータのスイッチング周波数を所定の値にできない。このため、例えば、PWMインバータのスイッチング周波数が所定の値に比べて低い場合には、電動機的一次巻線電流に含まれる可聴領域の周波数成分が増加するので、電動機からの耳障りな磁気雑音が発生したり、電動機に流れる電流の歪みが大きくなることによるトルク変動が増大したり、予期しない大電流が電動機に流れることによりインバータの過電流保護機能が作動して運転が円滑に行えないなどの問題がある。また、電動機内部で発生する逆起電力による影響で、トルク指令値に対する瞬時トルクの平均値が回転数の上昇と共に減少するため、回転数の上昇と共に出力トルクが減少するなどの問題点がある。また、上記公報では、トルク指令値がヒステリシスコンパレータのヒステリシス値よりも低い場合のみに、パルス幅変調動作を行うだけであるため、これらの問題を解決することができない。

【0010】本発明は、簡単な構成によってインバータのスイッチング周波数を所望の値に設定し、小型で磁気雑音やトルク変動の少ないインバータ制御装置を提供す

ることを目的とする。

#### 【0011】

【課題を解決するための手段】本発明は、請求項1は、多相誘導電動機に印加される一次端子電圧と多相誘導電動機に流れる一次電流が電圧検出手段と電流検出手段とによってそれぞれ検出されると、これらの検出値から一次磁束ベクトルおよび瞬時トルク値が磁束ベクトル演算手段とトルク演算手段によりそれぞれ演算され、これらの演算値と一次磁束指令値およびトルク指令値との各偏差および一次磁束ベクトルの位相角に基づいて電圧ベクトルが電圧ベクトル生成手段により生成される。電圧ベクトルを生成する電圧ベクトル生成手段は、電圧ベクトルの遷移を制御する電圧ベクトル制御手段を備えているため、一次磁束ベクトルおよび瞬時トルク値の演算周期に関係なく、電圧ベクトルの遷移を所望の周期にすることができる。従って、インバータにおけるスイッチング速度を制限し、スイッチング周波数の上限を制御することによりインバータの発熱を抑えてインバータ冷却装置の小型化を図ることができ、あるいは、電圧ベクトルを決まった時間間隔で強制的に異なる電圧ベクトルに変更することにより、スイッチング周波数を高くすることができ、スイッチング周波数の下限を制限することによって、電動機の磁気雑音やトルク変動の発生を防止することができる。

【0012】請求項2では、電圧ベクトル制御手段が、電圧ベクトルの変更を所定の期間制限する制限手段を備えることによって、インバータにおけるスイッチング速度を制限し、スイッチング周波数の上限を設定することができる。従って、インバータにおけるスイッチング速度を制限し、スイッチング周波数の上限を制御することによりインバータの発熱を抑えてインバータ冷却装置の小型化を図ることができる。

【0013】請求項3では、電圧ベクトル制御手段が、生成された電圧ベクトルに対して、任意の時間間隔で異なる電圧ベクトルに操作する操作手段を備えることによって、電圧ベクトルを決まった時間間隔で強制的に異なる電圧ベクトルに変更することにより、スイッチング周波数を高くすることができ、これにより、スイッチング周波数の低下を防止してスイッチング周波数の下限を制限することによって、所望のスイッチング周波数に設定する。これにより、電動機の磁気雑音やトルク変動の発生を防止することができる。

【0014】請求項4では、多相誘導電動機に印加される一次電圧と多相誘導電動機に流れる一次電流から一次磁束および瞬時トルクが演算される。一次磁束指令値と一次磁束の偏差およびトルク指令値と瞬時トルクとの偏差から制御フラグを演算し、この制御フラグと一次磁束ベクトルの位相角に基づいてインバータに出力する電圧ベクトルが生成される。制御フラグ群生成手段が、所定の時間が経過する間に制御フラグがオンオフを繰り返す

パルスを生成するパルス生成手段を設けることにより、所定の時間経過する度に電圧ベクトルは変更されるので、一次磁束ベクトルおよび瞬時トルクの演算周期に関係なく、電圧ベクトルの遷移を所望の周期にすることができる。すなわち、パルスの周期により、インバータにおけるスイッチング周波数の上限、下限が制限され、その周波数の上限が制限されることによりインバータの発熱を抑えてインバータ冷却装置の小型化を図ることができる、あるいは、スイッチング周波数の下限が制限されることにより、電動機の磁気雑音やトルク変動の発生を防止することができる。

【0015】請求項5では、制御フラグを所定の時間毎にこの所定の時間より短い時間だけ異なる値に変更する変更手段を設けることにより、所定の時間が経過する度に電圧ベクトルは変更されるので、一次磁束ベクトルおよび瞬時トルクの演算周期に関係なく、電圧ベクトルの遷移を所望の周期にすることができる。すなわち、インバータにおけるスイッチング周波数の下限が制限されることによって、電動機の磁気雑音やトルク変動の発生を防止できる。

【0016】請求項6では、パルス生成手段あるいは変更手段により操作された電圧ベクトルにゼロ電圧ベクトルを適用することによって、一次電流の急激な変化を抑制できるので、電動機のトルク変動の発生を防止できる。

【0017】請求項7では、変調波発生手段により所定の振幅で交互に増加と減少を繰り返す変調波を発生し、パルス幅変調手段によりこの変調波に基づき各偏差のパルス幅変調を行う。電動機の起動時または運転時に小さなトルク指令値が与えられた場合、平均的な電圧ベクトルが、従来の制御で実施した時に比べて小さな値として生成されるため、電動機の起動時の衝撃が小さくなる。

【0018】請求項8では、パルス幅変調する際に、各偏差を比例または比例積分増幅した補償信号をこの変調波に基づきパルス幅変調を行うと、指令値の演算値の誤差が小さい制御が実現できる。請求項9では、リミット手段により変調波を横切るように各偏差または各補償信号の大きさを制限してパルス幅変調を行うと、変調波の周期内で異なる電圧ベクトルに変更されるので、インバータスイッチング周波数の下限を制御できる。

【0019】請求項10では、符号操作手段により多相誘導電動機の運転象限に基づき偏差または補償信号または変調波のいずれか一つの符号を操作してパルス幅変調を行うと電動機の4象限運転ができる。

【0020】請求項11は、パルス生成手段あるいは変更手段が制御フラグを操作した時間を検出し、この時間に基づいて一次電圧演算値を実際値に補正する補正手段を備える。これにより、電圧ベクトルを異なる値に操作した場合に、トルクや一次磁束ベクトルの実際の値と演算値との間に誤差が生じて、その誤差分を考慮した電

圧ベクトルを出力することができる。

#### 【0021】

【発明の実施の形態】次に本発明を図に示す実施例に基づいて説明する。図1は、本発明の第1実施例に係わるインバータ制御装置である。図において、図17の従来技術と同符号にて記したものは従来技術と同構成のものを示すものであるため、説明を省略する。なお、電圧ベクトル生成手段623は、従来技術におけるスイッチングテーブル623と同等のものである。本発明では、従来技術における3値ヒステリシスコンパレータ620及び2値ヒステリシスコンパレータ621の相当部分に電圧ベクトル制御手段7を設けている。

【0022】図17の従来技術において、3値ヒステリシスコンパレータ620の出力であるトルクフラグ $f_T$ は、周知の通り、トルクの増加・減少・現状保持の3状態のいずれかを持つ制御フラグである。このため、第1実施例では、このトルクフラグ $f_T$ を、誘導電動機5を正転あるいは逆転方向のいずれにトルクを増加させるかを指令する制御フラグとしての第1のトルクフラグ $f_{T1}$ と、トルクの増加・現状保持を指令する制御フラグとしての第2のトルクフラグ $f_{T2}$ との2つのトルクフラグとして表現している。表2に従来制御におけるトルクフラグ $f_T$ との対応関係を示す。

#### 【0023】

【表2】

$f_{T1}$	$f_{T2}$	$f_T$
1	0	0
1	1	1
-1	0	0
-1	1	-1

【0024】第1実施例に係わる制御フラグ生成手段（電圧ベクトル制御手段）7は、図2に示すように、トルク指令値の極性を判別して電圧ベクトル生成手段623に第1のトルクフラグ $f_{T1}$ を出力する極性判別手段701と、トルク偏差からON/OFF率を演算するON/OFF率演算手段702と、ON/OFF率に応じてオンオフパルスを生成して電圧ベクトル生成手段623に第2のトルクフラグ $f_{T2}$ を出力するパルス生成手段703と、2値ヒステリシスコンパレータ621を備えている。

【0025】図3は第1実施例におけるON/OFF率演算手段702の動作を示したものである。第1のトルクフラグ $f_{T1}$ は、極性判別手段701により生成され、トルク指令値が正（誘導電動機を正転・力行または逆転・回生で運転する）の場合、正転方向（従来技術における3値ヒステリシスコンパレータ620の出力が「1」に対応する方向）にトルクを増加させる指令 $f_{T1}=1$ として電圧ベクトル生成手段623に与えられる。一方、第2のトルクフラグ $f_{T2}$ は、ON/OFF

率演算手段702により生成され、図3に示すように、トルク偏差がしきい値 $\Delta T_2$ 以下の場合0%を出力し、 $\Delta T_1$ 以上の場合100%を出力し、その中間の場合は0から100%の間の値を出力するように演算し、演算したON/OFF率をパルス生成手段に出力する。図3において、ON/OFF率は、トルク偏差に対して、直線的に変化しているが、直線に限らず、曲線でもよい。

【0026】パルス生成手段703は、所定の時間 $t$ （秒）の間に、

ON時間（秒）＝ $t$ （秒）×ON/OFF率（%）／100（%）

OFF時間（秒）＝ $t$ （秒）×（100－ON/OFF率（%））／100（%）

の割合でオンオフを繰り返すパルスを生成する。生成したパルスは第2のトルクフラグ $fT_2$ として電圧ベクトル生成手段623に与えられる。なお、上式において、ONは第2のトルクフラグ $fT_2$ が表2における1に対応し、OFFは第2のトルクフラグ $fT_2$ が0に対応する。

【0027】以上の構成によって、第1実施例では、ON/OFF率が0%あるいは100%でない限り、所定の時間 $t$ （秒）の間に生成された第2のトルクフラグ $fT_2$ がオンオフを繰り返すことによって、電圧ベクトルが $t$ （秒）の間に少なくとも2回更新されるため、一次磁束ベクトルおよび瞬時トルクの演算周期に関係なく、電圧ベクトルの遷移を所望の周期にすることができる。従って、PWMインバータ3におけるスイッチ周波数の上限を制限することによりPWMインバータ3の発熱を抑えてインバータ冷却装置の小型化を計ることができ、あるいは、スイッチング周波数の下限を制限することによって、誘導電動機5の磁気雑音やトルク変動の発生を防止することができる。

【0028】また、表2から分かるとおり、第2のトルクフラグ $fT_2$ がOFFの時には、電圧ベクトル生成手段623は誘導電動機5の線間電圧をすべて0とする電圧ベクトルであるゼロ電圧ベクトルを選択する。上記実施例のように、第2のトルクフラグ $fT_2$ をトルク偏差に対応した割合でオンオフ制御することで、トルク偏差の小さい時は、ゼロ電圧ベクトルを多用でき、逆に、トルク偏差の大きい時は、トルクを増加させる電圧ベクトルを多用できる。従って、誘導電動機5の起動時あるいは運転時に小さなトルク指令値が与えられた場合、平均的な電圧ベクトルが、従来の制御で実施した時に比べ小さな値として生成されるため、誘導電動機5の衝撃を小さくできる。また、ゼロ電圧ベクトルを用いることで、一次電流の急激な変化を抑制して、誘導電動機5で発生する急激なトルク変化を抑制できるため、電動機の衝撃を小さくできる。

【0029】第1の実施例では、制御フラグ群生成手段

（電圧ベクトル制御手段）7において、ON/OFF率演算手段702とパルス生成手段703をトルク偏差演算手段616の後段に設け、2値ヒステリシスコンパレータ621を一次磁束偏差演算手段612の後段に設けたが、制御フラグ群生成手段7において、図示を省略するが、ON/OFF率演算手段702とパルス生成手段703を一次磁束偏差演算手段612の後段に設け、3値ヒステリシスコンパレータ620をトルク偏差演算手段616の後段に設けても、電圧ベクトルが $t$ （秒）の間に少なくとも2回更新されるため、一次磁束ベクトルおよび瞬時トルク値の演算周期に関係なく、電圧ベクトルの遷移を所望の周期にすることができる。なお、この構成においては、極性判別手段701は不要である。

【0030】また、第1の実施例では、制御フラグ群生成手段7において、図示を省略するが、ON/OFF率演算手段702とパルス生成手段703をトルク偏差演算手段616の後段と一次磁束偏差演算手段612の後段にそれぞれ設けても上記実施例と同様の効果がある。また、第1の実施例では、制御フラグ群生成手段7において、図示を省略するが、ON/OFF率演算手段702に、一次磁束偏差またはトルク偏差またはON/OFF率の上限値および下限値を制限するリミット手段を設けることによって、所定の時間 $t$ （秒）の間に生成されたトルクフラグ $fT_2$ が必ずオンオフを繰り返すので、一次磁束偏差またはトルク偏差またはON/OFF率がいかなる値であっても電圧ベクトルが $t$ （秒）の間に少なくとも2回更新され、誘導電動機5の磁気雑音やトルク変動をさらに小さくすることができる。また、第1の実施例では、制御フラグ群生成手段7において、図示を省略するが、極性判別手段701をトルク偏差演算手段616の後段に設けても、上記実施例と同様の効果がある。

【0031】また、第1の実施例では、制御フラグ群生成手段7において、図4のように、パルス生成手段703で生成したパルスにより、複数の電圧ベクトル生成手段（スイッチングテーブル）623、624から生成したそれぞれの電圧ベクトルを切り替えて、PWMインバータ3に電圧ベクトルを出力する構成も上記実施例と同様の効果がある。また、第2のトルクフラグ $fT_2$ のオンオフ周期 $t$ は、その時間幅 $t$ を変えることにより、任意に設定してもよい。

【0032】図5に本発明の第2実施例を示す。第2実施例では、上記図2のON/OFF率演算手段702およびパルス生成手段703に代えて、トルク偏差に対応した割合で第2のトルクフラグ $fT_2$ をオンオフパルスに変換するパルス幅変調手段80を設けている。パルス幅変調手段80は、変調波を発生する変調波発生手段801と、変調波およびトルク偏差の大きさを比較してONまたはOFFの2値を出力する比較手段802を備えている。

【0033】図6は、第2実施例の動作を詳細に示した



ものである。変調波発生手段 801 は、図 6 上段に示すように、例えば周期が所定の時間  $t$  および最小値が  $-\Delta T/2$ 、最大値が  $\Delta T/2$  の三角波を比較手段 802 に出力する。比較手段は、図 6 下段に示すように、

変調波の大きさ  $>$  トルク偏差 ならば  $fT2 = ON$   
 変調波の大きさ  $<$  トルク偏差 ならば  $fT2 = OFF$   
 を出力する。変調波は周期  $t$  で増加減少を繰り返すため、比較手段 802 は周期  $t$  でオンオフを繰り返すパルスを出力する。生成したパルスは第 2 のトルクフラグ  $fT2$  として電圧ベクトル生成手段 623 に与えられる。なお、上記において、ON は第 2 のトルクフラグ  $fT2$  が表 2 における「1」に対応し、OFF は第 2 のトルクフラグ  $fT2$  が表 2 における「0」に対応する。

【0034】以上の構成によって、第 2 実施例では第 1 実施例と同様の効果がある。すなわちインバータ冷却装置の小型化を図ることができ、あるいは誘導電動機 5 の磁気雑音やトルク変動の発生を防止することができ、あるいは電動機の起動時、運転時における衝撃を小さくできる。

【0035】第 2 実施例において、変調波発生手段 801 の変調波（三角波）の周期  $t$  を可変にしてもよい。また、第 2 実施例では、制御フラグ群生成手段 7 において、パルス幅変調手段 80 をトルク偏差演算手段 616 の後段に設け、2 値ヒステリシスコンパレータ 621 を一次磁束偏差演算手段 612 の後段に設けたが、制御フラグ群生成手段 7 において、図示を省略するが、パルス幅変調手段 80 を一次磁束偏差演算手段 612 の後段に設け、図 17 の従来技術に示した 3 値ヒステリシスコンパレータ 620 をトルク偏差演算手段 616 の後段に設けても、上記実施例と同様の効果がある。また、第 2 実施例では、制御フラグ群生成手段 7 において、図示を省略するが、パルス幅変調手段 80 をトルク偏差演算手段 616 の後段と一次磁束偏差演算手段 612 の後段にそれぞれ設けても上記実施例と同様の効果がある。

【0036】図 7 に本発明の第 3 実施例を示す。第 3 実施例では、図 5 に示した第 2 実施例における制御フラグ群生成手段 7 において、トルク偏差演算手段 616 の後段とパルス幅変調手段 80 の前段との間にトルク偏差を比例積分して補償信号を出力する比例積分手段 85 を追加した構成となっている。比例積分手段 85 は、トルク偏差を増幅する比例手段 852 と、トルク偏差を積分する積分手段 853 と、各出力を加算して補償信号を出力する加算手段 851 を備えている。

【0037】図 7 に示す構成において、第 2 のトルクフラグ  $fT2$  の ON 時間と OFF 時間の割合は、比例積分手段 85 の出力する補償信号の値に基づいて決定される。補償信号の値を大きくする程 ON 時間が長くなり、結果としてトルクは増加し、逆に補償信号の値を小さくする程 ON 時間が短くなり、結果としてトルクは減少する。

【0038】図 8 は第 3 実施例の動作を詳細に示したものである。図の上段は、第 2 のトルクフラグ  $fT2$  が所定の周期  $t$  でオンオフを繰り返している様子を示した図で、図の下段は、第 2 のトルクフラグ  $fT2$  により瞬時トルクが変化している様子を示した図である。

【0039】積分手段 853 は、トルク指令値と瞬時トルクの誤差の総和を蓄え出力することで、トルク指令値と瞬時トルクの平均値が一致するように第 2 のトルクフラグ  $fT2$  の ON 時間と OFF 時間の割合を逐次操作している。すなわち、図 8 における斜線 A 部の面積と斜線 B 部の面積の総和が等しくなるまで積分を行い続けるので、各面積の総和が等しくなる定常状態 c においては、積分結果としての補償信号を出しつつ、トルク指令値と瞬時トルクの平均値が一致している。

【0040】比例手段 852 は、トルク指令値  $T^*$  と瞬時トルク  $T$  が素早く一致するように第 2 のトルクフラグ  $fT2$  の ON 時間と OFF 時間の割合を逐次操作している。例えば、図 8 において、トルク指令値  $T^*$  より瞬時トルク  $T$  が小さい区間 a においては、比例手段 852 は出力を大きくし、その結果トルクを増加する電圧ベクトルを多用することにより、瞬時トルクはトルク指令値に追従する。また、トルク指令値  $T^*$  より瞬時トルク  $T$  が大きい区間 b において、比例手段 852 は出力を小さくし、その結果トルクを減少するゼロ電圧ベクトルを多用することにより、瞬時トルクはトルク指令値に追従する。このように、比例手段 852 は、トルク指令値と瞬時トルクの誤差を小さくするように動作する。なお、上記において、ON は第 2 のトルクフラグ  $fT2$  が表 2 における「1」に対応し、OFF は第 2 のトルクフラグ  $fT2$  が表 2 における「0」に対応する。

【0041】以上の構成によって、第 3 実施例では、第 2 実施例における制御フラグ群生成手段 7 に、トルク偏差を比例積分して補償信号を出力する比例積分手段 85 を設けることによって、瞬時トルクの平均値は誘導電動機 5 の回転数に影響されことなくトルク指令値に一致するため、従来の制御で困難であった高精度のトルク制御を高応答に実現できる。

【0042】第 3 実施例において、比例積分手段 85 は、トルク偏差を増幅する比例手段 852 のみでもよい。また、第 3 実施例では、制御フラグ群生成手段 7 において、比例積分手段 85 をトルク偏差演算手段 616 の後段に設け、2 値ヒステリシスコンパレータ 621 を一次磁束偏差演算手段 612 の後段に設けたが、図示を省略するが、制御フラグ群生成手段 7 において、比例積分手段 85 を一次磁束偏差演算手段 612 の後段に設け、図 17 の従来技術に示した 3 値ヒステリシスコンパレータ 620 をトルク偏差演算手段 616 の後段に設けてもよい。また、第 3 実施例では、制御フラグ群生成手段 7 において、図示を省略するが、比例積分手段 85 をトルク偏差演算手段 616 の後段と一次磁束偏差演算手

段 6 1 2 の後段にそれぞれ設けても上記実施例と同様の効果がある。

【0043】図 9 に本発明の第 4 実施例を示す。第 4 実施例では、図 5 に示した第 2 実施例における制御フラグ群生成手段 7 において、極性判別手段 7 0 1 の出力する第 1 のトルクフラグ  $f T 1$  に応じてトルク偏差の極性を操作する符号操作手段 7 1 1 を追加した構成になっている。第 4 実施例に係わる制御フラグ群生成手段 7 の動作を図 1 0 を参照にして説明する。

【0044】図 1 0 はトルク指令値  $T^*$  の極性が負（誘導電動機を正転・回生または逆転・力行で運転する）の場合のパルス発生手段 8 0 の動作を示すものである。トルク指令値  $T^*$  の極性が正（誘導電動機を正転・力行または逆転・回生で運転する）の場合、符号操作手段 7 1 1 は、トルク偏差の極性を操作せずそのまま出力する。制御フラグ群生成手段 7 は、第 1 実施例で示した動作と同様の動作をするため、説明を省略する。

【0045】以下、トルク指令値  $T^*$  の極性が負（誘導電動機を正転・回生または逆転・力行で運転する）の場合のパルス発生手段 8 0 の動作を図 1 0 を参照に説明する。この場合、符号操作手段 7 1 1 は、トルク偏差の極性を反転して改良トルク偏差  $T - T^*$  を出力する。第 1 のトルクフラグ  $f T 1$  は、極性判別手段 7 0 1 により生成され、逆転方向（3 値ヒステリシスコンパレータ 6 2 0 の出力が -1 に対応する方向）にトルクを増加させる指令  $f T 1 = 0$  として電圧ベクトル生成手段 6 2 3 に与えられる。

【0046】一方、第 2 のトルクフラグ  $f T 2$  は、パルス幅変調手段 8 0 により生成され図 1 0 に示すように、変調波の大きさ  $>$  トルク偏差 ならば  $f T 2 = ON$  変調波の大きさ  $<$  トルク偏差 ならば  $f T 2 = OFF$  の変調波周期  $t$  でオンオフを繰り返すパルスとして電圧ベクトル生成手段 6 2 3 に与えられる。なお、上記において、ON は第 2 のトルクフラグ  $f T 2$  が表 2 における「1」に対応し、OFF は第 2 のトルクフラグ  $f T 2$  が「0」に対応する。

【0047】以上の構成によって、第 4 実施例では、トルク指令値  $T^*$  の負極性でも運転することができるため、誘導電動機 5 のすべての運転モード（正・逆転および電動・発電の 4 象限）における運転が可能になる。従って、すべての運転モードにおいて、第 2 実施例と同様の効果がある。符号操作手段 7 1 1 でトルク偏差の極性の反転操作を行う理由は、トルク指令値  $T^*$  および瞬時トルク  $T$  の符号がトルク指令値  $T^*$  を正極性で運転する時と比べて共に反対の極性となっているため、上記のように、反転操作を行うことで、正極性で運転する時と同様のオンオフ制御が可能になる。

【0048】第 4 実施例は、図示を省略するが、トルク指令値  $T^*$  の極性に応じてパルス幅変調手段の変調波の極性を反転操作しても上記実施例と同様の効果がある。

また、第 4 実施例は、図 1 1 に示すように、トルク偏差を互いに極性の異なる 2 つの変調波を用いてパルス幅変調を行うことで  $f T$  を与えても上記実施例と同様の効果がある。また、第 3 実施例の効果と第 4 実施例の効果は、それぞれ独立した効果であるため、第 3 実施例の構成と第 4 実施例の構成を組み合わせた構成としてもよい。

【0049】また、第 4 実施例は、図示を省略するが、符号操作手段 7 1 1 の後段とパルス幅変調手段 8 0 の前段の間に比例積分手段 8 5 を設け、トルク指令値  $T^*$  の極性に応じて比例積分手段 8 5 の出力である補償信号の極性を操作しても上記実施例と同様の効果がある。また、図示を省略するが、第 1 実施例における ON/OFF 率演算手段 7 0 2 と第 3 実施例における比例積分手段 8 5 は、同一の作用をする手段であるため、ON/OFF 率演算手段 7 0 2 と比例積分手段 8 5 を入れ替えた構成としてもよい。

【0050】図 1 2 に本発明の第 5 実施例を示す。第 5 実施例では、上記制御フラグ群生成手段 7 は、図 1 2 に示すように、一次磁束偏差から一次磁束ベクトルの大きさの増加/減少を指令する一次磁束フラグ  $f \phi$  を出力する 2 値ヒステリシスコンパレータ 6 2 1 と、トルク偏差から前記瞬時トルク値の増加/減少/現状保持を指令するトルクフラグ  $f T$  を出力する 3 値ヒステリシスコンパレータ 6 2 0 と、3 値ヒステリシスコンパレータ 6 2 0 の後段に、トルクフラグ  $f T$  のパルス列に所定の間隔  $T$ （例えば、100 マイクロ秒）で短い時間幅  $\Delta t$  のトルクフラグ  $f T$  とは異なる論理（例えば現状保持を表す論理）のパルスを挿入し改良トルクフラグ  $f T'$  を出力する変更手段 7 5 を備えている。上記変更手段 7 5 は、図 1 1 に示すように、上記所定の間隔  $T$  を計測するタイマ手段 7 5 1 と、上記短い時間幅  $\Delta t$  のパルスを発生する鋸波加算手段 7 5 2 とを設けている。

【0051】図 1 3 は第 5 実施例の動作を詳細に示したものである。3 値ヒステリシスコンパレータ 6 2 0 から出力されるトルクフラグ  $f T$  はトルク偏差に応じてトルクの増加・減少・現状保持の 3 状態のいずれかを持つ制御フラグであるため、3 値ヒステリシスコンパレータ 6 2 0 で得られたトルクフラグ  $f T$  をそのままスイッチングテーブル（電圧ベクトル生成手段）6 2 3 に出力すると、PWM インバータ 3 のスイッチング周波数は、所望の周波数より低くなる場合が十分に考えられる。このため、図 1 3 の上段に示すようなパルス列となっているトルクフラグ  $f T$  に対して、図 1 3 の中断に示すように、鋸波加算手段 7 5 2 は、タイマ 7 5 1 による所定の間隔  $t$ （例えば 100 マイクロ秒）でトルクフラグ  $f T$  のパルス列に、短い時間幅  $\Delta t$  のトルクフラグ  $f T$  とは異なる論理（例えば現状保持を表す論理）のパルスを挿入するよう動作することで、図 1 3 の下段に示すように、スイッチングテーブル 6 2 3 に出力する改良トルクフラグ



f T' のパルス列の周波数を増加させて所定の値に規定している。

【0052】このように、改良トルクフラグ f T' が変更される時間を所定の間隔 t に設定することで、PWMインバータ 3 に出力するスイッチング周波数の下限値が規定できる。従って、制御フラグ群生成手段 7 において、変更手段 7 5 を設けることによって、スイッチング周波数が低くなりすぎることを防止できる。改良トルクフラグ f T' の操作周期 t は、タイマ 7 5 1 で計測する時間幅を変えることにより、任意に設定してもよい。第 5 実施例では、変更手段 7 5 において、タイマ 7 5 1 および鋸波加算手段 7 5 2 を、トルクフラグ f T を出力する 3 値ヒステリシスコンパレータ 6 2 0 の後段に設けたが、一次磁束フラグ f  $\phi$  を出力する 2 値ヒステリシスコンパレータ 6 2 1 の後段に適用して、一次磁束フラグ f  $\phi$  を操作するようにしてもよい。

【0053】図 1 4 に本発明の第 6 実施例を示す。第 6 実施例は、第 2 実施例から第 5 実施例を兼ね備えたインバータ制御装置をマイクロプロセッサ 9 を用いて制御するものである。図 1 4 において、マイクロプロセッサ 9 は、トルク指令値 T と一次磁束指令値  $\phi$  1 と、バッテリー電圧 E と、モータ電流 (I u, I v, I w) と電圧ベクトル (S u, S v, S w) を入力して、トルクの増加／減少／現状保持指令であるトルクフラグ f T と、一次磁束の増減指令を表す一次磁束フラグ f  $\phi$  と、一次磁束の位相角を表す位相フラグ f  $\theta$  を出力する。

【0054】スイッチングテーブル 6 2 3 は、上記各実施例と同様に PWM インバータ 3 に送り出す電圧ベクトル (S u, S v, S w) を記憶しているスイッチングテーブルである。スイッチングテーブル 6 2 5 は、マイクロプロセッサ 9 に送り出す電圧ベクトル (S u, S v, S w) を記憶しているスイッチングテーブルで、表 3 に示すように、スイッチングテーブル 6 2 3 に記憶されている電圧ベクトルのゼロ電圧ベクトル (0 および 7) を消去した内容を記憶している。

【0055】

【表 3】

f $\phi$	f T	f $\theta$					
		①	②	③	④	⑤	⑥
1	1	2	3	4	5	6	1
	-1	6	1	2	3	4	5
-1	1	3	4	5	6	1	2
	-1	5	6	1	2	3	4

【0056】マイクロプロセッサ 9 の内部構造は、周知のように、プログラムに従って逐次演算を実行する CPU と、アナログ信号をデジタル信号に変換する A/D 変換器とデジタル信号を CPU に入力する入力ポートと、デジタル信号を CPU から出力する出力ポート

と、CPU で演算した値を三角波で大小比較を行い、その大小に応じた ON/OFF パルスを出力する PWM ポートなどから構成される。

【0057】図 1 5 に、第 6 実施例のインバータ制御装置におけるマイクロプロセッサ 9 の動作を示す。図中、A 区間のルーチンを CPU で繰り返し演算を行い、一方、図中、B 区間のルーチンを PWM ポートで繰り返し並列演算される様子を示したものである。図 1 5 において、図 1 7 の従来制御装置または上記実施例の制御装置と同一の機能のステップについては、同一符号を付して示したので説明を省略し、ここでは、ステップ 9 0 3 の一次端子電圧補正について以下に説明する。

【0058】従来技術及び上記各実施例で示したインバータ制御装置においては、一次端子電圧は、実際に PWM インバータ 3 に与えている電圧ベクトル (S u, S v, S w) から演算を行う構成になっているが、本実施例のように、マイクロプロセッサ 9 を使用してインバータ制御を行う場合では、PWM ポートを用いて電圧ベクトルを操作しているため、CPU 9 が一次電流や電圧ベクトルなどの誘導電動機 5 の状態量を入力してから演算周期 T 0 後に各フラグを出力するまでの間に、途中で電圧ベクトルがゼロベクトルに遷移してしまうため、トルクの実際値と演算値および一次磁束ベクトルの実際値と演算値との間にゼロ電圧ベクトル挿入による誤差が生じる。そのため、この誤差を補正するためにステップ 9 0 3 において一次端子電圧補正機能を与えている。

【0059】以下に、ステップ 9 0 3 における一次端子電圧の補正方法を、図 1 6 を参照して説明する。図 1 6 の上段は PWM ポートの動作を示した図で、三角波と改良トルク偏差 (破線) の大きさを比較している様子を表している。中段は、上段の比較によって決まるスイッチングテーブル 6 2 3 に出力する第 2 のトルクフラグ f T 2 の遷移を表している。下段は、第 2 のトルクフラグ f T 2 が ON (トルク増加指令) になっている時間を計測するカウンタの様子を表している。ここでは、上述の表 2 に示したとおり、第 2 トルクフラグ f T 2 が OFF 状態の時に、必ずスイッチングテーブル 6 2 3 がゼロ電圧ベクトルを選択することを利用して、CPU の演算周期 T 0 と第 2 トルクフラグ f T 2 が ON になっている時間の割合 (duty) を演算し、この割合とスイッチングテーブル 6 2 5 が出力する電圧ベクトル (S u', S v', S w') から、

$$U \text{ 相端子電圧} = E \times S u' \times \text{duty}$$

$$V \text{ 相端子電圧} = E \times S v' \times \text{duty}$$

$$W \text{ 相端子電圧} = E \times S w' \times \text{duty}$$

により、一次端子電圧の補正を行うように動作する。

【0060】第 6 実施例は、トルク偏差を PWM ポートに与えてパルス幅変調をする個性として、トルクフラグ f T を操作したが、一次磁束変化さを PWM ポートに与えてパルス幅変調をする構成として、一次磁束フラグ f

φを操作するようにしてもよい。この第6実施例は、第5実施例の変更手段を用いて実施した場合についても同様に適用できる。

【0061】以上各実施例により詳細に説明したごとく、本発明に係わる誘導電動機のインバータ制御装置によれば、従来の高速トルク方式では困難であったインバータスイッチング周波数の一定化が簡単な装置を追加するだけで可能となるため、インバータ冷却装置を大型にすることなく、また、電動機の磁気騒音やトルク変動を抑制できる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る誘導電動機のインバータ制御装置を示すブロック線図である。

【図2】本発明の第1実施例の制御フラグ群生成手段を示すブロック線図である。

【図3】本発明の第1実施例のON/OFF率生成手段の動作を示すグラフである。

【図4】本発明の第1実施例の制御フラグ群生成手段の変形例を示すブロック線図である。

【図5】本発明の第2実施例のパルス幅変調手段を示すブロック線図である。

【図6】本発明の第2実施例のパルス幅変調手段の動作を示すタイムチャート。

【図7】本発明の第3実施例の比例積分手段を示すブロック線図である。

【図8】本発明の第3実施例の積分手段の動作を示すタイムチャート。

【図9】本発明の第4実施例の符号操作手段を示すブロック線図である。

【図10】本発明の第4実施例の符号操作手段の動作を示すタイムチャート。

【図11】本発明の第4実施例の符号操作手段の変形例の動作を示すタイムチャート。

【図12】本発明の第5実施例の変更手段を示すブロック線図である。

【図13】本発明の第5実施例の変更手段の動作を示すタイムチャート。

【図14】本発明の第6実施例に係る誘導電動機のインバータ制御装置を示すブロック線図である。

【図15】本発明の第6実施例のマイクロプロセッサの動作を示す流れ図である。

【図16】本発明の第6実施例の一次端子電圧補正を示すタイムチャートである。

すタイムチャートである。

【図17】従来の誘導電動機のインバータ制御装置を示すブロック線図である。

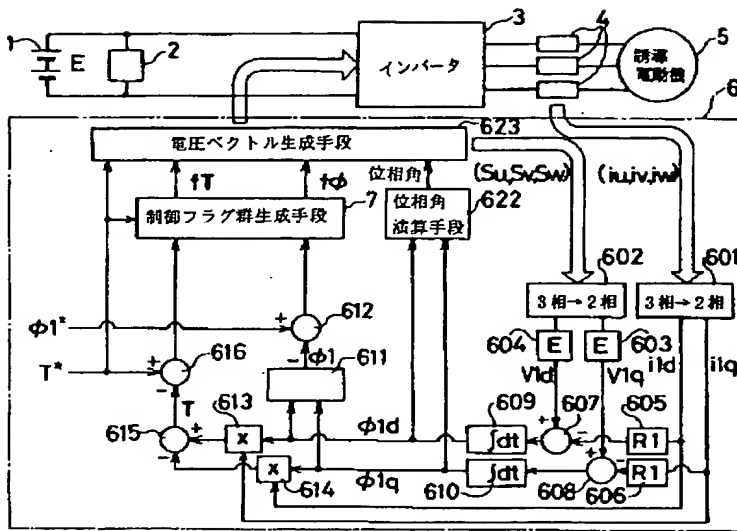
【図18】誘導電動機の一次磁束ベクトルの位相角θの領域を示す位相分割図である。

【図19】誘導電動機の電圧ベクトルとスイッチングテーブルの数値との関係を示す図。

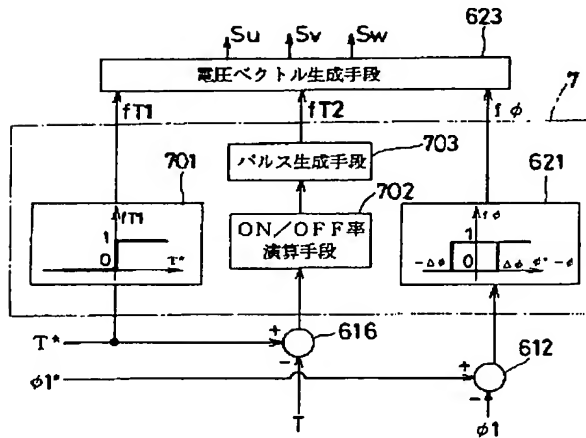
#### 【符号の説明】

- 2 電圧検出器（電圧検出手段）
- 10 3 PWMインバータ（インバータ）
- 4 電流検出器（電流検出手段）
- 5 誘導電動機（多相誘導電動機）
- 6 インバータ制御回路（インバータ制御装置）
- 609, 610 ブロック（磁束ベクトル演算手段）
- 612 ブロック（一次磁束偏差演算手段）
- 615 ブロック（トルク演算手段）
- 616 ブロック（トルク偏差演算手段）
- 622 ブロック（位相角演算手段）
- 623 スwitchingテーブル（電圧ベクトル生成手段）
- 624 スwitchingテーブル（電圧ベクトル生成手段）
- 625 スwitchingテーブル（電圧ベクトル生成手段）
- 7 制御フラグ群生成手段（電圧ベクトル制御手段、制御フラグ群生成手段）
- 701 極性判定手段
- 702 ON/OFF率演算手段
- 703 パルス生成手段（操作手段、パルス生成手段）
- 711 符号操作手段
- 75 変更手段
- 751 タイマ手段
- 752 鋸波加算手段
- 80 パルス幅変調手段
- 801 変調波発生手段
- 802 比較手段
- 85 比例積分手段（制限手段、補償手段）
- 852 比例手段
- 853 積分手段
- 9 マイクロプロセッサ（電圧補正手段）
- φ1\* 一次磁束指令値
- T\* トルク指令値

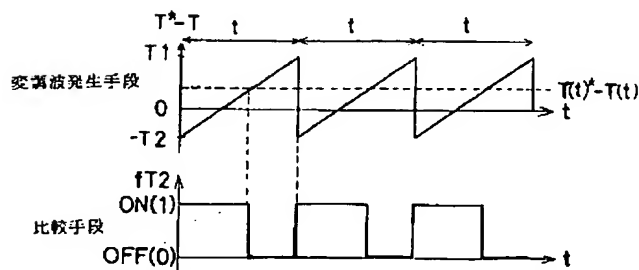
【図1】



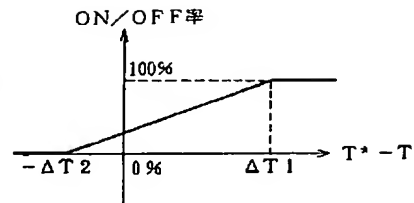
【図2】



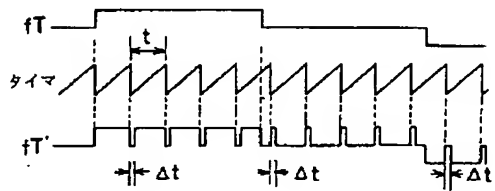
【図6】



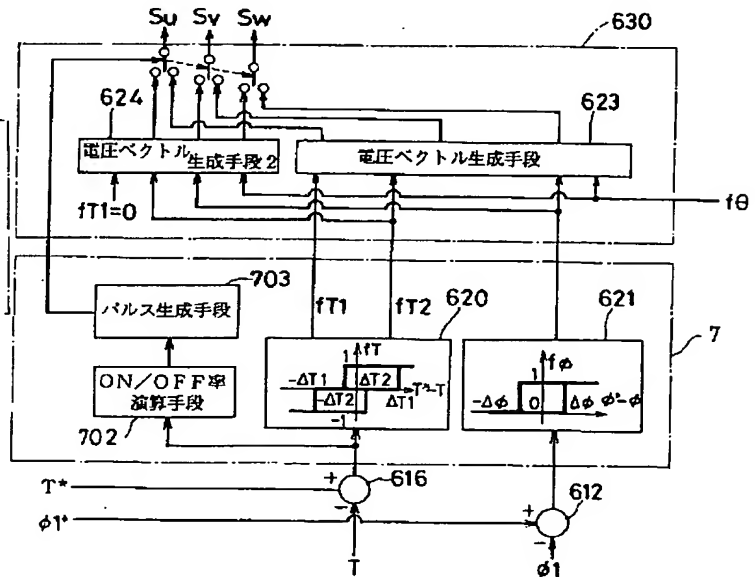
【図3】



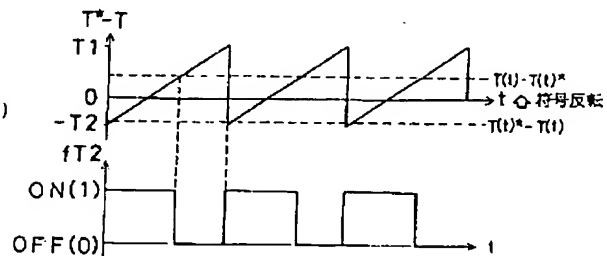
【図13】



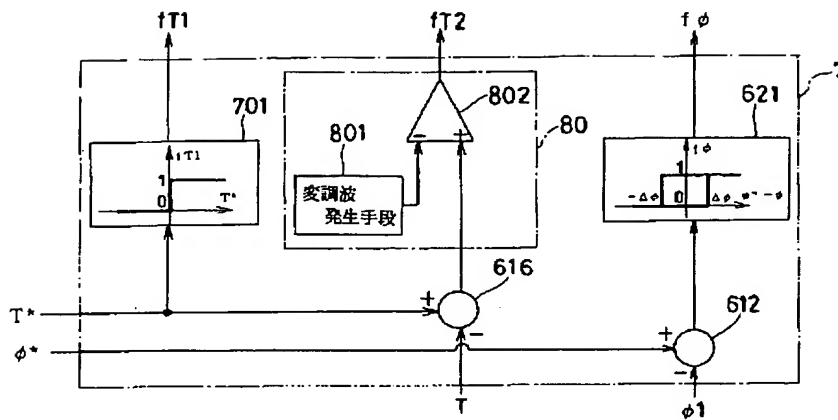
【図4】



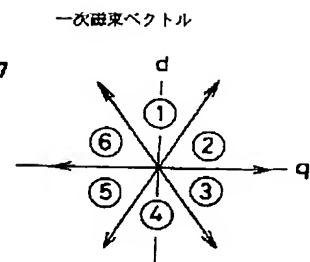
【図10】



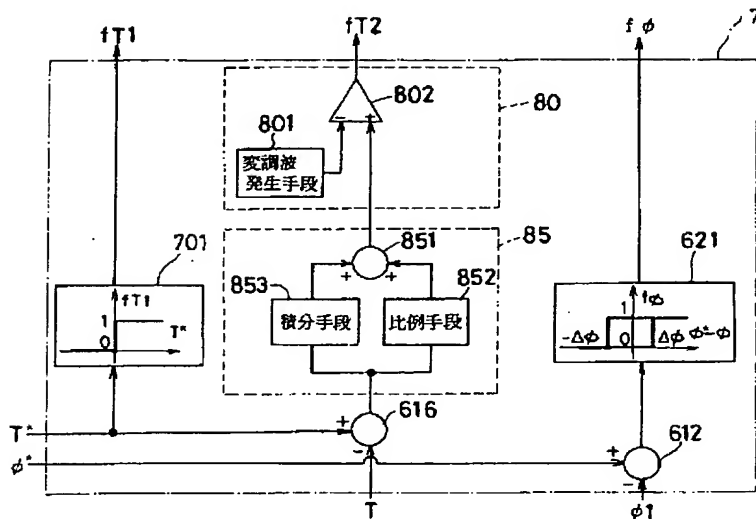
【図 5】



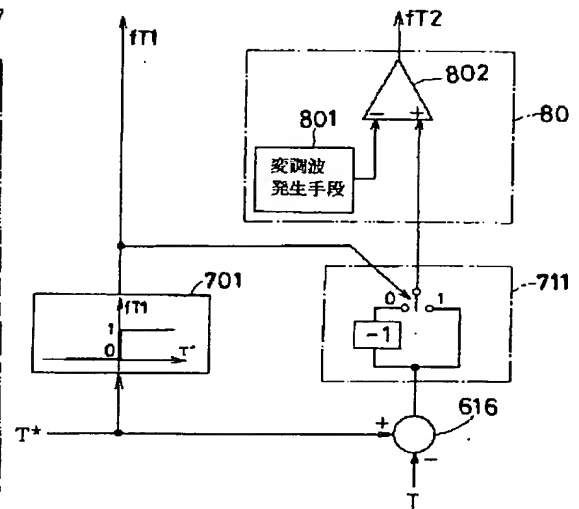
【図 18】



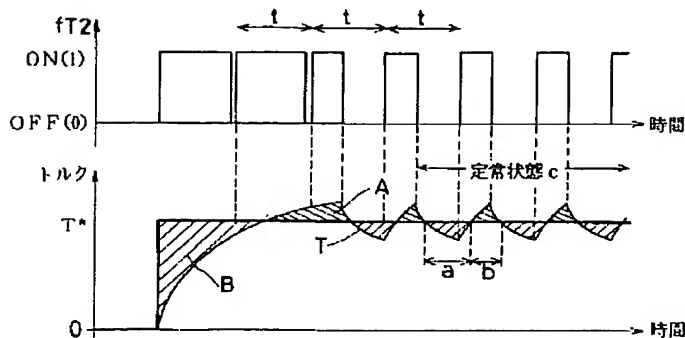
【図 7】



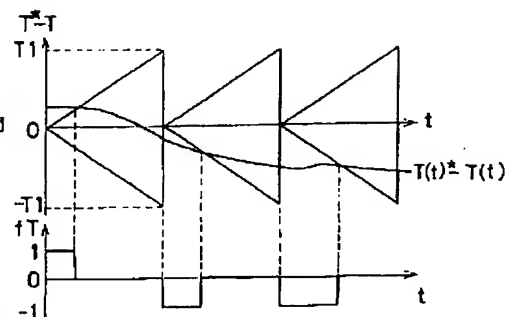
【図 9】



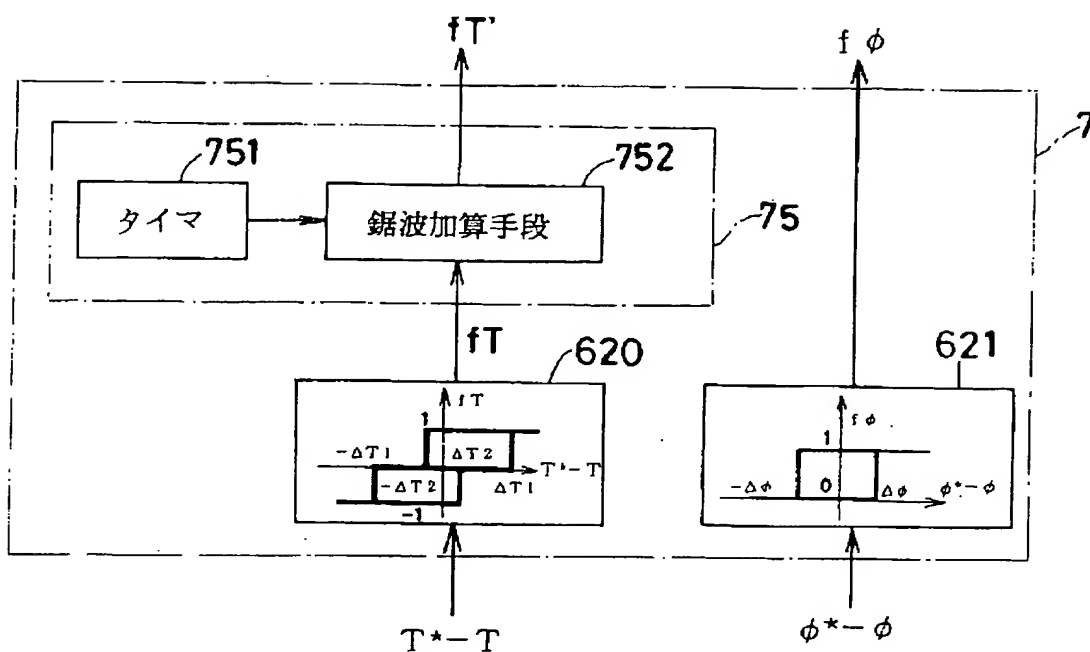
【図 8】



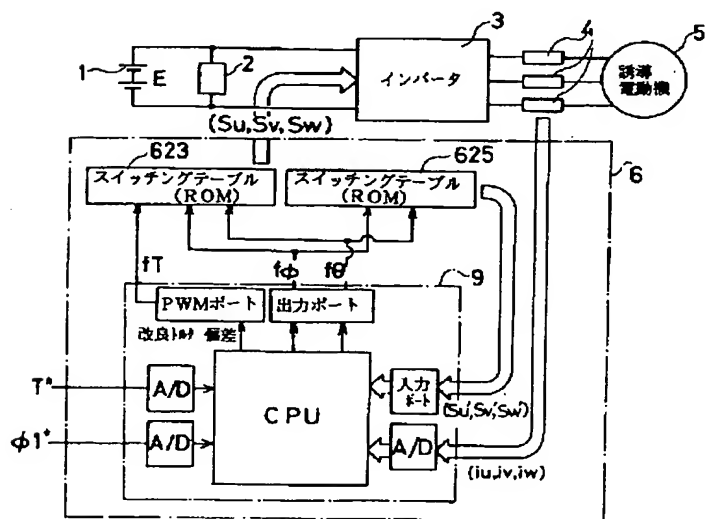
【図 11】



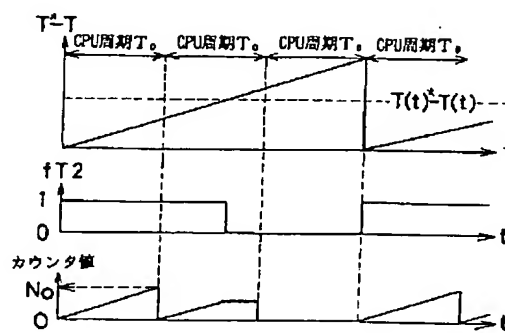
【図 12】



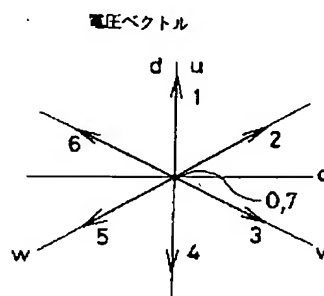
【図 14】



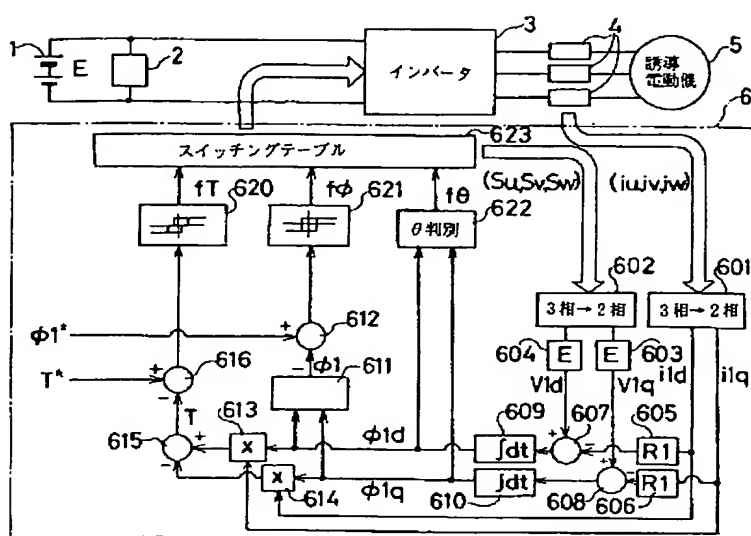
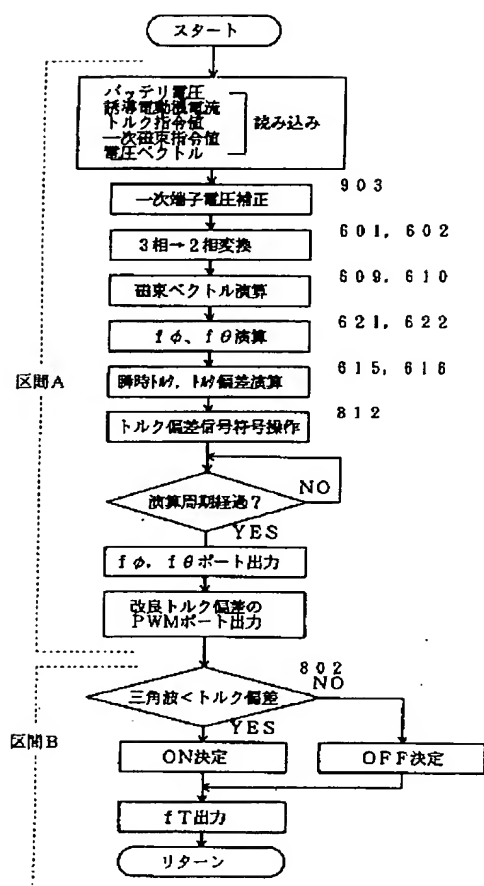
【図 16】



【図 19】



【図 17】





**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**